

CONVERSORES COM CAPACITOR FLUTUANTE E COMUTAÇÃO SUAVE: APLICAÇÕES EM FONTE DE TENSÃO COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA E CARGA ELETRÔNICA REGENERATIVA

Edson A. Vendrusculo José A. Pomílio

Universidade Estadual de Campinas

UNICAMP-FEEC-DSCE

C. P. 6101 13081-970 Campinas - SP Brasil

e-mail: antenor@dsce.fee.unicamp.br

Resumo - Uma fonte de tensão do tipo elevadora-abaixadora, com elevado fator de potência na entrada, é implementada com o conversor Cuk com capacitor flutuante. Este mesmo conversor é utilizado para implementar um circuito que opera como carga eletrônica regenerativa. A carga eletrônica substitui bancos de resistores utilizados para testes de fontes de energia elétrica. Os conversores SEPIC e Cuk com capacitor flutuante permitem obter diversas comutações suaves sem a necessidade de incluir circuitos auxiliares. Os estágios de entrada e de saída são comandados por circuitos integrados comerciais. A isolação em alta frequência é possível mantendo as demais características indicadas. Critérios para projeto e a análise do conversor Cuk com capacitor flutuante são apresentados, para ambas aplicações. Protótipos, operando a uma frequência de chaveamento de 100 kHz, foram testados. Na operação como fonte, para uma potência de 500W, a eficiência foi superior a 91% e o fator de potência maior que 0,99. Na operação como carga eletrônica, o rendimento médio, para uma potência de 1kW, foi de 92%.

Abstract - In this paper the capacitive idling Cuk converter is used to build a regenerative electronic load and a power supply with input power factor correction. The electronic load replaces the resistors used for burn-in test of power supplies. The capacitive idling SEPIC and Cuk converters allow soft-commutation of the power switches without the need of additional circuitry, making possible to increase the switching frequency while maintaining high efficiency. The input and output current can be controlled by commercial ICs. A simple high-frequency transformer allows output isolation. Detailed design guidelines and circuit analysis are presented for a capacitive idling Cuk converter operating as power supply and as electronic load. To validate the theoretical studies, experimental results, obtained from laboratory prototypes operating at 100kHz, are shown. For a power supply rated 500W the overall efficiency is higher than 91% and the input power factor is 0.99. The obtained efficiency of the 1kW electronic load is 92%.

I. INTRODUÇÃO

Circuitos que permitem o controle independente da corrente de entrada e da corrente de saída podem ser implementados utilizando a filosofia dos conversores com capacitor flutuante [1]. Nestes conversores, a transferência de energia da entrada para a saída é feita por meio de um capacitor, similar ao que ocorre no conversor Cuk básico. Entretanto, existe um intervalo de flutuação no qual o capacitor está desconectado do resto do circuito, ou seja, não ocorre carga nem descarga. Este intervalo é garantido pela presença de um par adicional de chaves no circuito.

Neste artigo, conversores Cuk e SEPIC com capacitor flutuante são estudados para a implementação de dois circuitos: uma fonte de tensão com alto fator de potência e uma carga eletrônica regenerativa. O primeiro é um conversor CA/CC, e o segundo é obtido a partir do primeiro, invertendo as posições de entrada e saída. Ambos fazem uso da possibilidade de se estabelecerem duas malhas de controle desacopladas, uma para o estágio de entrada e outra para o estágio de saída do circuito. A densidade de potência dos circuitos é aumentada utilizando uma alta frequência de chaveamento, sem acarretar perda de eficiência. Isto ocorre devido à propriedade destas topologias apresentarem comutações suaves sem a necessidade de acrescentar circuitos auxiliares.

Na seção II são descritas as propriedades CC e na seção III, uma maneira simples de obter comutação suave para conversores com capacitor flutuante. A seção IV descreve o funcionamento do conversor Cuk com capacitor flutuante operando como fonte de tensão e a seção V, operando como carga eletrônica. Os resultados, obtidos de protótipos, são apresentados na seção VI.

A. Fonte de Tensão com Alto Fator de Potência

O conversor elevador de tensão (boost) operando como pré-regulador de fator de potência (PFP), para uma entrada monofásica, trabalhando no modo de condução contínua (CCM) é o circuito mais popular nesta aplicação. Isto decorre principalmente da pequena amplitude da ondulação em alta frequência da corrente de entrada, o que minimiza as exigências de filtros de interferência eletromagnética (EMI) conduzida. A estratégia de controle necessita de uma referência senoidal de corrente, a qual vem multiplicada pelo sinal de erro da tensão de saída [2]. Inúmeros circuitos

integrados dedicados já foram desenvolvidos para esta aplicação. A operação nos modos de condução descontínua (DCM) [3] e no modo crítico [4] tem como inconveniente a maior ondulação de corrente na frequência de chaveamento, exigindo filtros de EMI maiores. Por outro lado, os circuitos de controle do tipo PWM (modulação por largura de pulso), utilizados quando se opera em DCM, são mais simples. Em qualquer situação, o capacitor de saída possui elevada capacitância, uma vez que deve atenuar uma ondulação de 120Hz.

Um inconveniente do conversor elevador de tensão é a impossibilidade de apresentar uma saída eletricamente isolada por meio de um transformador que opere em alta frequência.

Como este circuito é um pré-conversor, a tensão de saída serve como alimentação para um pós-conversor, geralmente com topologia abaixadora de tensão (buck), o qual fornecerá as tensões de saída exigidas pela aplicação específica. É em tal estágio que, quando necessário, pode ser realizada a isolamento elétrica, por meio de conversores do tipo ponte, meia-ponte, push-pull, etc.

Outros pré-reguladores que podem apresentar reduzida ondulação na corrente de entrada são os conversores Cuk e SEPIC [5-8]. Pode-se obter elevado fator de potência e baixa ondulação em alta frequência operando tanto em condução contínua quanto em condução descontínua. Ambos os conversores permitem isolamento em alta frequência. A Figura 1 mostra o conversor Cuk operando como PFP. Na Figura 2 tem-se o conversor SEPIC isolado operando como PFP. Observa-se que a operação em DCM, para tais conversores, não implica em maiores ondulações de corrente na entrada [9].

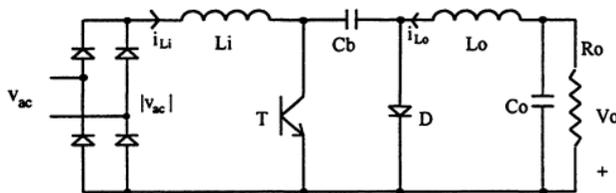


Figura 1. Conversor Cuk como PFP.

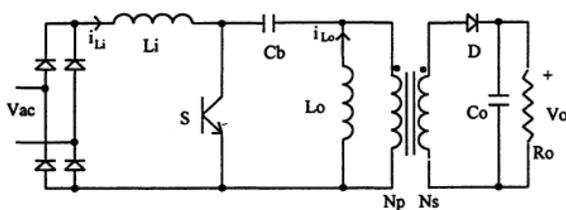


Figura 2. Conversor SEPIC isolado operando como PFP.

Pode ainda ser necessário um pós-regulador, especialmente para melhorar a resposta dinâmica contra variações na carga, bem como promover uma regulação mais precisa em caso de múltiplas saídas.

Os conversores com capacitor flutuante são uma alternativa para a solução dos problemas citados. O circuito possui 2 interruptores os quais controlam, respectivamente, o pré e o pós-regulador, de maneira independente. A topologia

permite uma isolamento em alta frequência e o circuito, com o comando adequado, possibilita comutações suaves sem aumento nos esforços dos componentes e sem a necessidade de circuitos adicionais [10].

B. Carga Eletrônica Regenerativa

A concorrência de mercado impõe às indústrias a adoção de procedimentos de qualificação de produtos e processos. Entretanto, os requisitos de qualidade introduzem variados custos na produção de equipamentos. Especificamente no setor elétrico, algumas indústrias que produzem equipamentos, tais como: "no-break", fontes de alimentação e estabilizadores de tensão, precisam testar seus produtos antes de colocá-los no mercado. Estes testes aumentam os custos de produção, dado o tempo dispensado e a energia consumida.

Normalmente os testes destes equipamentos são realizados utilizando como carga um elemento que dissipa energia, por exemplo, resistores de potência. Isto acarreta perda de energia elétrica por geração de calor e aumento da necessidade de refrigeração do ambiente onde estão instaladas estas cargas.

Face a este custo, estão surgindo alternativas para substituir a carga dissipativa por conversores que reciclem a energia, ou seja, a energia absorvida pelo equipamento sob teste é devolvida à rede. Os *Regeneradores de Energia*, como são chamados, são, então, cogeradores de eletricidade, logo, a qualidade da energia injetada na rede torna-se importante [11].

O "background" tecnológico para regeneração de energia provém da conversão de fontes de energia renovável, tal como a energia solar de células fotovoltaicas (tensão CC) para tensão alternada, injetando-a na rede. A aplicação de regeneradores é justificada satisfatoriamente, dado que os custos de construção e instalação são abatidos do custo da energia elétrica. O retorno do investimento pode se dar a curto prazo, dependendo do fator de utilização e do rendimento do regenerador [12].

No caso específico deste estudo, os regeneradores de energia são utilizados no ensaio de motores em laboratórios didáticos de máquinas elétricas, onde tipicamente utilizam-se máquinas de baixa potência.

Normalmente uma máquina CC é usada como carga mecânica para ensaios em motores assíncronos ou síncronos. Controlando a corrente de armadura deste gerador CC, determina-se o torque de carga para o motor sob ensaio. A solução tradicional de usar um resistor para o controle da corrente apresenta as desvantagens já citadas. Então, o resistor é substituído por uma *carga eletrônica regenerativa*. O termo *carga eletrônica*, advém do fato de utilizarmos um conversor eletrônico que permite controlar a corrente de armadura do gerador. A denominação *regenerativa* é devida ao interfaceamento do conversor com a rede, que permite injetar uma corrente senoidal em fase com a tensão. A menos das perdas no circuito, a energia retirada do gerador CC é enviada à rede. Esta estrutura pode operar também com outros tipos de fontes de energia, por exemplo, um gerador CA, desde que a tensão seja retificada e filtrada.

II. CONVERSOR COM CAPACITOR FLUTUANTE OPERANDO EM MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

A Figura 3 mostra o conversor Cuk com capacitor flutuante com entrada e saída CC.

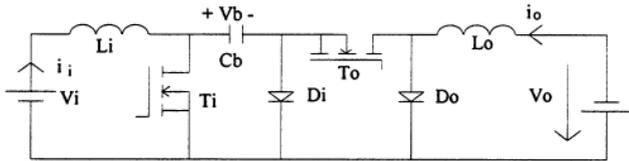


Figura 3. Conversor Cuk com capacitor flutuante.

Em CCM, a característica estática do conversor Cuk tradicional (sem T_0 e D_0), para um ciclo de trabalho δ_i , aplicado ao interruptor T_1 , é:

$$o = V_i \cdot \frac{\delta_i}{1 - \delta_i} \quad (1)$$

A presença de T_0 e D_0 introduz um novo intervalo controlável no qual o capacitor C_b permanece desconectado do circuito. O estágio de entrada realiza uma função elevadora de tensão, tendo a tensão sobre C_b como saída:

$$b = \frac{V_i}{1 - \delta_i} \quad (2)$$

O estágio de saída tem uma característica abaixadora de tensão em relação a V_b :

$$o = V_b \cdot \delta_o \quad (3)$$

onde δ_o é o ciclo de trabalho de T_0 .

A relação entre a entrada e a saída mantém uma característica elevadora-abaixadora de tensão, mas com dois comandos separados:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\delta_o}{1 - \delta_i} \quad (4)$$

Os sinais de comando são síncronos. Para a correta operação do conversor é necessário que:

$$\delta_i \geq \delta_o \quad (5)$$

A razão para isto é que o capacitor C_b só se encontra conectado de forma a enviar energia para o estágio de saída durante a condução de T_1 . Quando o diodo D_1 conduz, a tensão de entrada do conversor abaixador será nula.

Do balanço de carga obtém-se uma relação entre as correntes médias de entrada e de saída, I_i e I_o , respectivamente:

$$I_i \cdot (1 - \delta_i) = I_o \cdot \delta_o \quad (6)$$

A corrente de entrada é controlada por δ_i , enquanto a de saída é controlada por δ_o .

Durante o intervalo $(\delta_o T_s - \text{onde } T_s \text{ é o período de chaveamento}) T_0$ conduz e o capacitor C_b é descarregado pela corrente I_o . Quando T_0 desliga (T_1 ainda está em condução) a corrente pelo capacitor é zero e sua tensão permanece constante. Durante o intervalo $[(1 - \delta_i) T_s]$ ambos transistores estão desligados e a corrente de entrada recarrega C_b . Idênticas relações são válidas para o conversor SEPIC.

III. COMUTAÇÃO SUAVE

Nesta seção são apresentadas as etapas de operação do conversor Cuk com capacitor flutuante e as formas de onda de tensão e corrente, obtidas por simulação.

A atenuação ou eliminação dos picos de potência na comutação dos dispositivos semicondutores permite que maiores frequências de chaveamento possam ser utilizadas, aumentando a densidade de potência do conversor. A redução das perdas de comutação implica numa significativa melhoria na eficiência.

A. Obtenção das Comutações Suaves

Tipicamente, as comutações suaves são obtidas adicionando-se chaves auxiliares ao circuito [13]. Isto normalmente aumenta os custos e acrescenta complexidade ao sistema de acionamento. Portanto, a possibilidade de obtenção de comutações suaves sem a necessidade da adição de componentes auxiliares é relevante.

Neste trabalho, as comutações suaves do tipo ZVS (zero voltage switching) foram obtidas de duas maneiras: através da introdução do capacitor de comutação C_s e por um ajuste no sinal de comando da chave T_1 . A Figura 4 mostra o circuito com a adição do capacitor de comutação C_s . Neste caso, o diodo D_1 é o diodo reverso de T_0 . Quando T_1 é desligado, a corrente de entrada flui através deste diodo. Embora com um componente a menos, o inconveniente desta solução é aumentar as perdas de condução, uma vez que a corrente de entrada deve atravessar 2 diodos.

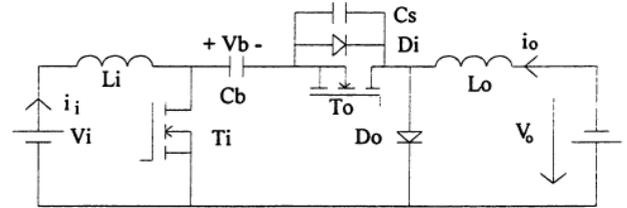


Figura 4. Conversor Cuk com capacitor flutuante com comutação suave

1) Capacitor C_s - A adição do capacitor C_s , em paralelo com a chave T_0 , possibilita obter a maioria das comutações suaves aqui apresentadas, quais sejam: desligamento de T_0 , entrada em condução de D_0 , desligamento de T_1 , entrada em condução de D_1 .

Na verdade, o capacitor C_s é um complemento à capacitância parasita C_{ds} (dreno para fonte) do transistor T_0 , de tecnologia MOS, usado. Seu valor deve ser ajustado, uma vez que um valor adequado depende não só do MOSFET, mas também do circuito de acionamento.

2) Sinal de comando de T_1 - Uma característica de operação deste conversor é o sincronismo, ou seja, as duas chaves são acionadas na mesma frequência. Entretanto, a introdução de um atraso no sinal de disparo de T_1 , em relação ao sinal de T_0 , acrescenta duas comutações suaves ao circuito, quais sejam: a entrada em condução de T_0 e o desligamento de D_1 . Este atraso é da ordem de centenas de nanossegundos e garante que a chave T_0 seja ligada enquanto o diodo D_1 ainda está conduzindo.

B. Etapas de Operação

1) *Etapa 1 - Capacitor de transferência de energia (C_b) carregando* - A corrente de entrada carrega o capacitor de transferência de energia C_b , como mostra a Figura 5.

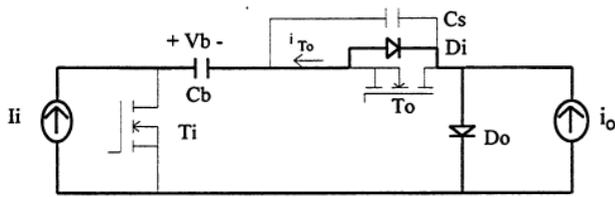


Figura 5. Primeira etapa de operação

Enquanto o diodo D_i está conduzindo a chave T_o recebe o sinal de comando, ligando sob tensão nula. A corrente deixará de passar por D_i e efetivamente circulará por T_o quando a chave T_i ligar. O diodo D_i desliga então sob tensão nula.

2) *Etapa 2 - Capacitor de transferência de energia (C_b) descarregando* - A Figura 6 mostra a descarga do capacitor C_b pela corrente de saída i_o .

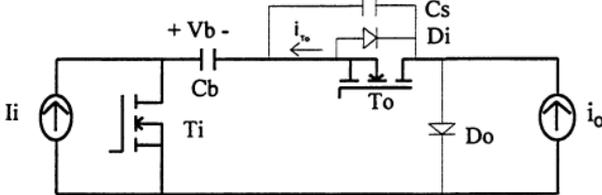


Figura 6. Segunda etapa de operação

Neste estágio T_i liga dissipando energia, pois a tensão V_b é aplicada sobre dreno e fonte de T_i , através de D_o que estava conduzindo no momento da transição. O diodo D_o desliga dissipando energia, pois é polarizado reversamente pela tensão V_b através de T_o e T_i .

3) *Etapa 3 - Capacitor de comutação (C_s) carregando* - Neste estágio a chave T_o é desligada sob tensão nula, devido ao capacitor C_s entre dreno e fonte.

O capacitor C_s é carregado pela corrente i_o como ilustrado na Figura 7.

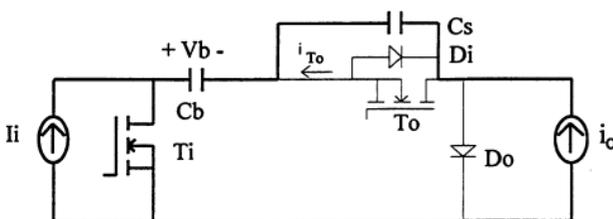


Figura 7. Terceira etapa de operação

4) *Etapa 4 - Capacitor de transferência de energia (C_b) fluando* - A Figura 8 ilustra este estágio onde não há circulação de corrente pelo capacitor C_b .

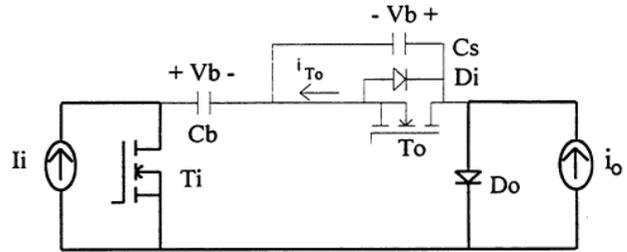


Figura 8. Quarta etapa de operação

Nesta etapa o diodo D_o , inicialmente polarizado reversamente pela tensão V_b através de T_i e T_o , entra em condução sob tensão nula, quando o capacitor C_s carrega-se com a tensão V_b , pela passagem da corrente i_o .

5) *Etapa 5 - Capacitor de comutação (C_s) descarregando* - A Figura 9 mostra o capacitor C_s sendo descarregado pela corrente I_i .

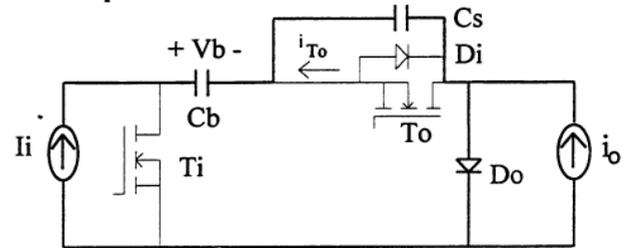


Figura 9. Quinta etapa de operação

Neste estágio a chave T_i desliga sob tensão nula. Isto ocorre devido aos capacitores, que estão carregados com a mesma tensão V_b , mas com a polaridade contrária, estarem aplicados sobre T_i através de D_o . O capacitor C_s é descarregado e depois carregado pela passagem da corrente de entrada I_i até polarizar diretamente o diodo D_i , levando-o à condução sob tensão nula.

6) Formas de onda teóricas

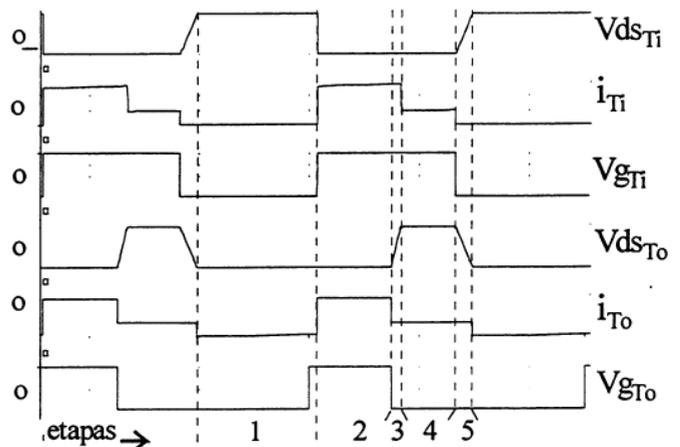


Figura 10. Tensão, corrente e sinal de comando nos transistores T_i e T_o .

A topologia apresenta comutações suaves sem a necessidade de circuitos auxiliares, resultando num aumento de confiabilidade do equipamento. Apenas duas comutações são dissipativas dentre as oito existentes. Elementos parasitas, como a capacitância parasita de dreno-fonte do transistor T_o , são absorvidos pelo circuito. O conversor SEPIC com capacitor flutuante apresenta comutações suaves análogas.

IV. OPERAÇÃO COMO FONTE DE TENSÃO COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA

A. Versão Não-Isolada

A Figura 11 mostra o conversor Cuk com capacitor flutuante operando como fonte de tensão com alto fator de potência.

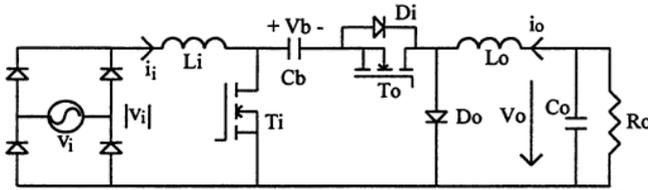


Figura 11. Conversor Cuk com capacitor flutuante operando como fonte de tensão com alto fator de potência.

Na versão não-isolada o circuito opera em CCM, utilizando os mesmos CIs empregados pelos conversores elevadores de tensão. O estágio de saída utiliza um controlador que opera em modulação por largura de pulso. Comportamento análogo se obtém para o conversor SEPIC, indicado na Figura 12.

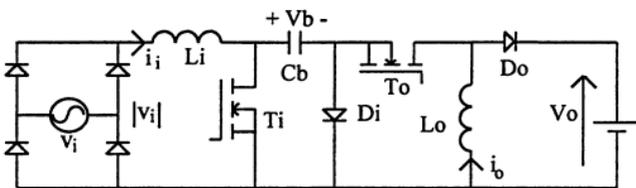


Figura 12. Conversor SEPIC com capacitor flutuante operando como fonte de tensão com alto fator de potência.

1) *Estratégia de Controle* - Uma corrente de entrada com forma senoidal pode ser obtida usando-se um circuito integrado projetado para o controle de conversores elevadores de tensão no modo CCM. Neste modo de funcionamento, como a corrente de entrada é contínua, os diodos da ponte retificadora não precisam ser de comutação rápida.

A tensão a ser monitorada pelo circuito de controle é V_b . O capacitor C_b deve ser grande o suficiente para absorver a ondulação de 120Hz à potência nominal. O estágio de saída é alimentado por este capacitor e a tensão de saída pode ser regulada por um CI que opere em PWM.

2) *Crítérios para Projeto* - O ciclo de trabalho δ_i deve ser ajustado para ser o mais longo possível, considerando-se a máxima tensão a ser aplicada sobre T_i . Um valor elevado para δ_i significa uma maior faixa para a variação de δ_o .

A largura de pulso do transistor de entrada é variável dentro de cada semi-ciclo da rede sendo dada por:

$$\delta_i(\theta) = 1 - \frac{|V_i \cdot \sin(\theta)|}{V_b} \quad (7)$$

Seu valor mínimo depende da relação entre a tensão de pico da entrada, V_i e a tensão desejada no capacitor. Pode-se escrever para δ_o :

$$\delta_o \leq 1 - \frac{V_i}{V_b} \quad (8)$$

Na condição limite em que $\delta_{oMAX} = \delta_{imin}$ tem-se que $V_b = V_i + V_o$, que é a relação de tensão típica dos conversores Cuk e SEPIC convencionais.

O indutor de entrada é calculado de modo a limitar a ondulação da corrente (ΔI_{iMAX}):

$$L_i \geq \frac{V_i \cdot T_s \cdot \left[\sin(\theta) - \frac{V_i}{V_b} \cdot \sin^2(\theta) \right]}{\Delta I_{iMAX}} \quad (9)$$

Para o indutor de saída, a operação no modo contínuo se dá a partir da definição de uma mínima corrente de carga, I_{omin} :

$$L_o \geq \frac{V_o \cdot \delta_o \cdot (1 - \delta_o) \cdot T_s}{2 \cdot I_{omin}} \quad (10)$$

Considerando a frequência de chaveamento, o capacitor de saída é definido em função da ondulação da tensão admitida,

$$C_o = \frac{V_o \cdot (1 - \delta_o) \cdot T_s^2}{8 \cdot L_o \cdot \Delta V_o} \quad (11)$$

Considerando o conversor sem perdas, o capacitor C_b é determinado, a partir da ondulação admitida (em 120 Hz) para a corrente máxima de saída:

$$C_b = \frac{I_{oMAX}}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot \Delta V_b} \quad (12)$$

Um pequeno capacitor C_i é colocado na saída do retificador para filtrar a tensão que será observada pelo circuito de controle, a fim de evitar problemas de ruído. Este capacitor também é utilizado na versão isolada, descrita a seguir.

B. Versão Isolada

Os conversores Cuk e SEPIC permitem isolamento pela inserção de um transformador de alta frequência, como mostrado na Figura 13, para o conversor Cuk.

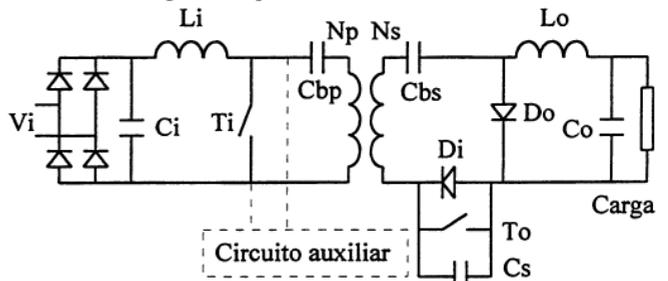


Figura 13. Topologia de conversor Cuk com capacitor flutuante com isolamento em alta frequência.

Neste caso, se operando no modo de condução descontínua, garante-se a desmagnetização do núcleo a cada ciclo [5]. Este modo de funcionamento também permite manter reduzida a ondulação em alta frequência na corrente de entrada. Para tanto, a corrente do indutor de saída deve inverter de polaridade. A operação em DCM garante a comutação do diodo D_o sob corrente nula. A entrada em condução de T_i será, neste caso, também sob corrente nula. Ou seja, todas as comutações se tornam suaves. A operação no modo descontínuo implica em elevados picos de corrente no lado do secundário, aumentando as perdas por condução. Assim, não necessariamente a eficiência global será maior neste caso.

O controle do estágio de entrada é feito também por circuitos integrados comerciais, mas do tipo PWM. A largura de pulso é ajustada de modo a estabilizar a tensão presente em C_{bs} .

Múltiplas saídas podem ser obtidas, cada uma delas com um pós-regulador próprio. As indutâncias de dispersão do transformador produzem sobretensões nos momentos em que T_i e T_o são desligados. Um circuito "snubber" ou um limitador de tensão deve ser usado com o objetivo de limitar o pico de tensão que se observa sobre os transistores [14].

A operação em CCM é possível mas requer cuidados adicionais na determinação do ciclo de trabalho do transistor de entrada a fim de evitar a saturação do transformador. Isto pode ocorrer caso a tensão sobre a capacitância C_{bp} não acompanhe corretamente a forma da tensão V_i , a qual é usada para determinar δ_i [15].

V. OPERAÇÃO COMO CARGA ELETRÔNICA REGENERATIVA

A Figura 14 mostra o conversor Cuk com capacitor fluante operando como regenerador de energia. A corrente de entrada I_i , drenada da fonte de tensão V_i , é contínua. A corrente no indutor de saída (i_o), na entrada do inversor de corrente, é da forma senoidal retificada. O inversor de corrente é a interface com a rede, permitindo transformar a corrente CC (i_o) numa corrente CA, em fase com a tensão da rede.

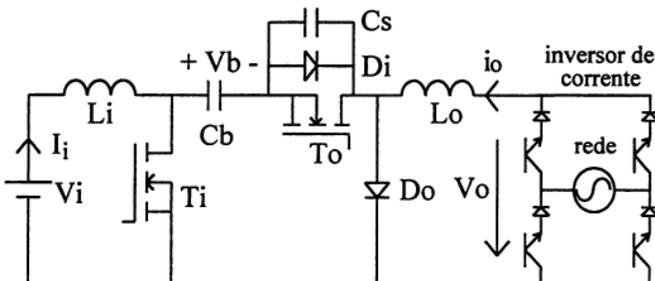


Figura 14. Conversor Cuk com capacitor fluante operando como carga eletrônica regenerativa

A. Estratégia de Controle

1) *Controle da corrente de entrada* - O primeiro estágio do regenerador de energia é um conversor CC/CC elevador de tensão. Um circuito integrado que opera em modulação por largura de pulso é utilizado para controlar a corrente de

entrada, ou seja, simular a carga desejada, como mostra a Figura 15.

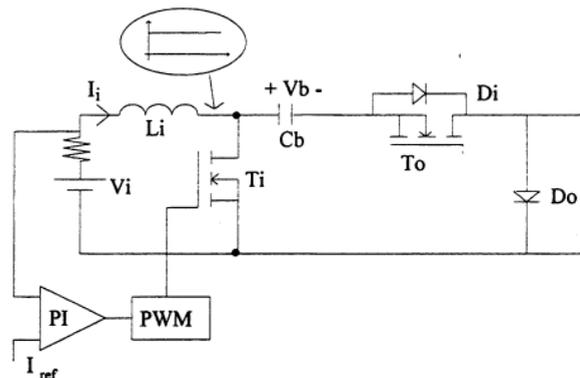


Figura 15. Circuito de controle da corrente de entrada

Se a referência de corrente I_{ref} é alterada, o ciclo de trabalho δ_i varia, por ação da malha de controle, a fim de adequar a corrente média I_i ao nível desejado. Quando a corrente I_i atinge o valor desejado, δ_i retorna ao seu valor original, uma vez que V_i e V_b são, por hipótese, constantes.

Em regime permanente o ciclo de trabalho do estágio de entrada é constante, independente da corrente média de entrada:

$$\delta_i = 1 - \frac{V_i}{V_b} \quad (13)$$

2) *Controle da corrente de saída* - Este controle atua sobre o segundo estágio do regenerador, como mostra a Figura 16. Este estágio é um conversor abaixador de tensão. O controle mantém o balanço de potência entre entrada e saída e garante uma corrente senoidal na saída.

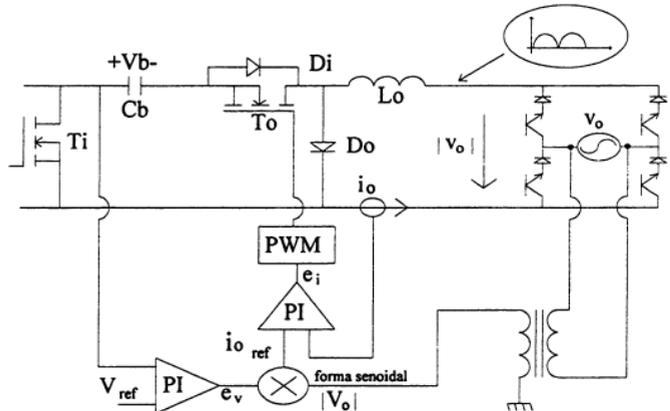


Figura 16. Circuito de controle da corrente de saída

A tensão no capacitor C_b é mantida igual à tensão de referência V_{ref} . Um aumento ou decréscimo de e_v significa menos ou mais energia devolvida à rede, respectivamente, através do decréscimo ou aumento da amplitude da referência da corrente de saída, $i_{o,ref}$. A forma de onda de $i_{o,ref}$ é obtida multiplicando o sinal de erro de tensão (e_v) por um sinal com a forma da tensão de saída retificada. Este controle é implementado utilizando um circuito integrado, adaptando-se os sinais de controle, desenvolvido para aplicações em correção de fator de potência [12].

B. Critérios Para Projeto

O mínimo valor de V_b é estabelecido considerando que o ciclo de trabalho δ_o , da chave T_o , precisa ser menor que δ_i , o ciclo de trabalho da chave T_i . Seu valor máximo depende da tensão V_T a que as chaves serão submetidas.

A tensão no capacitor C_b é mantida constante pelo circuito de controle. Como a tensão de saída varia, a característica abaixadora de tensão do estágio de saída precisa ser mantida:

$$v_o(t) = V_{op} \cdot |\sin(\omega t)| \quad (14)$$

$$V_T \geq V_b \geq \frac{V_{op}}{\delta_o} \quad (15)$$

A indutância de entrada é calculada para a operação do conversor no modo de condução contínua para uma potência mínima, P_{min} :

$$L_i \geq \frac{V_i^2 \cdot \delta_i \cdot T_s}{2 \cdot P_{min}} \quad (16)$$

A capacitância C_b é determinada de acordo com o "ripple" de tensão Δv_b , considerando a frequência da rede:

$$C_b \geq \frac{P_{max}}{2 \cdot \omega \cdot V_b \cdot \Delta v_b} \quad (17)$$

A indutância de saída é calculada para limitar o "ripple" de alta frequência da corrente de saída, Δi_o . No CCM, o "ripple" é:

$$\Delta i_o = \frac{(V_b - v_o) \cdot \delta_o \cdot T_s}{L_o} \quad (18)$$

$$\delta_o = \frac{v_o}{V_b} \quad (19)$$

O "ripple" de corrente será máximo quando $v_o = V_b/2$. Usando as equações (18) e (19), para este valor de v_o , a indutância de saída é:

$$L_o \geq \frac{V_b \cdot T_s}{4 \cdot \Delta i_o} \quad (20)$$

VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A. Fonte de Tensão

1) *Conversor não-isolado* - Um protótipo não-isolado foi construído com as seguintes características:

- Tensão de alimentação: 110V/60Hz
- Tensão de saída: 50V
- Potência de saída: 500W
- Frequência de chaveamento: 100 kHz

As especificações dos componentes empregados na montagem são: $L_i = 1.3\text{mH}$; $L_o = 670 \mu\text{H}$; $C_b = 150 \mu\text{F}$ e $C_o = 1000 \mu\text{F}$. O valor da capacitância C_s é 2 nF. O CI utilizado no controle do estágio de entrada é o L4981, enquanto a saída é comandada por um LM3525. A Figura 17 mostra a tensão e a corrente de entrada. As formas de onda são médias portanto as componentes de chaveamento não aparecem. O elevado fator de potência é evidente. A distorção harmônica total da corrente é menor que 10%, resultando num fator de potência maior que 0,99. A distorção observada próximo ao cruzamento com zero é

devida ao capacitor C_i e à própria ação do controlador. O espectro em baixa frequência da corrente está indicado na Figura 18.

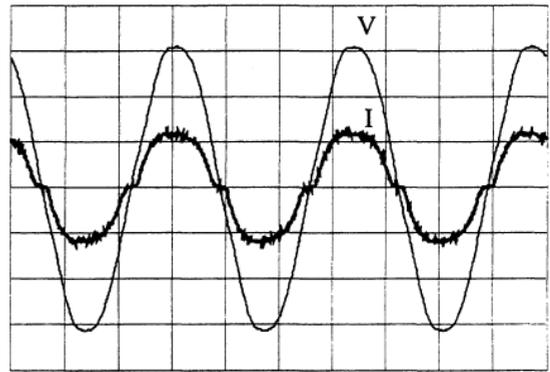


Figure 17. Tensão (50 V/div.) e corrente (5 A/div.) de linha. Escala horizontal: 5 ms/div.

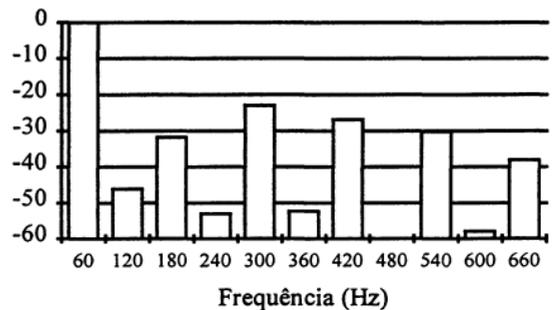


Figure 18. Espectro da corrente de entrada (dB)

O rendimento do circuito é mostrado na Figura 19 para diversos níveis de potência de entrada. Mesmo operando a 100 kHz obtém-se, para uma larga faixa de potência, uma eficiência superior a 91%. Este valor pode ser aumentado através da redução das perdas nos núcleos magnéticos, utilizando-se ferrites adequadas a frequências de chaveamento mais elevadas.

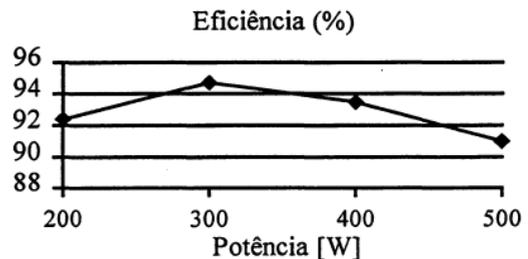


Figure 19. Rendimento medido do conversor.

2) *Conversor com saída isolada* - A Figura 20 indica novamente a corrente e a tensão de entrada, para um conversor com saída isolada com as mesmas características do conversor não-isolado (transformador 1:1), operando com potência de entrada de 250 W. As seguintes especificações dos componentes foram alteradas: $L_o = 10 \mu\text{H}$; $C_{bp} = 10 \mu\text{F}$; $C_{bs} = 200 \mu\text{F}$.

A operação no modo descontínuo garante o elevado fator de potência. A eficiência medida nesta potência foi de 86%. Confirma-se assim que a elevação das perdas de condução, devido à operação em DCM, são maiores que o ganho obtido fazendo todas as comutações serem suaves.

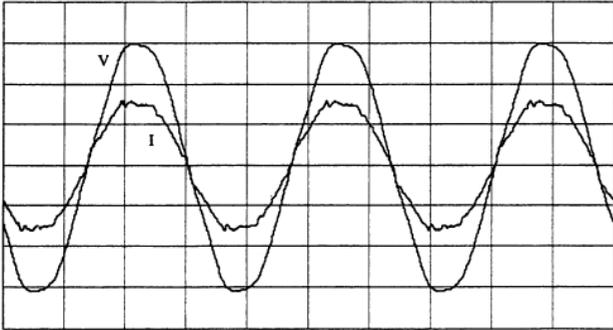


Figura 20. Tensão (50V/div) e corrente (2A/div) de entrada em conversor isolado, operando em DCM. Escala horizontal: 2,5ms/div

B. Carga Eletrônica

De acordo com os critérios para projeto, um protótipo foi construído considerando os seguintes parâmetros:

$$V_i = 150 \text{ V}, V_o = 110 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega t)$$

$$P_{\max} = 1000 \text{ W}, P_{\min} = 225 \text{ W}$$

$$T_s = 10 \mu\text{s} \text{ (100 kHz)}$$

O circuito é aquele mostrado na Figura 14. Os componentes utilizados foram:

$$L_i = 1.3 \text{ mH}, L_o = 670 \mu\text{H}, C_b = 200 \mu\text{F}$$

Os indutores foram construídos com núcleos do tipo IP12. O valor da capacitância C_s é 2 nF. O atraso para ligar a chave T_i em relação à chave T_o é 500 ns. O inversor de corrente é comandado pelo circuito integrado TCA780.

As formas de onda a seguir foram obtidas para a potência de 1000 W (potência de entrada). A Figura 21 mostra as formas de onda de tensão e corrente no transistor T_o . A comutação ZVS, no desligamento, é garantida pelo capacitor C_s . Durante a condução do diodo intrínseco, D_i , o transistor recebe o sinal de porta. Quando T_i liga, o diodo D_o desliga e a corrente através de T_o inverte o sentido. A oscilação presente na forma de onda de tensão ocorre devido à ressonância entre C_s e as indutâncias parasitas. O pico de corrente é causado pela recombinação reversa do diodo D_o .

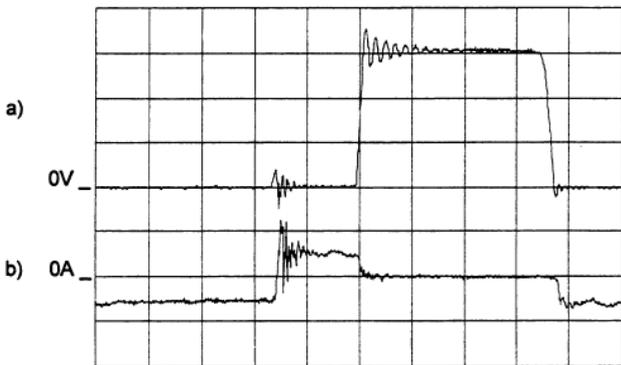


Figura 21. Chave T_o : a) tensão (100V/div); b) corrente (10A/div). Escala horizontal: 1#s/div

Os efeitos de elementos parasitas, inerentes ao "lay-out" de circuitos, são problemas comuns em protótipos de bancada e mesmo em montagens finais. A indutância L_p , na Figura 22, representa a soma das indutâncias parasitas distribuídas ao longo da malha M.

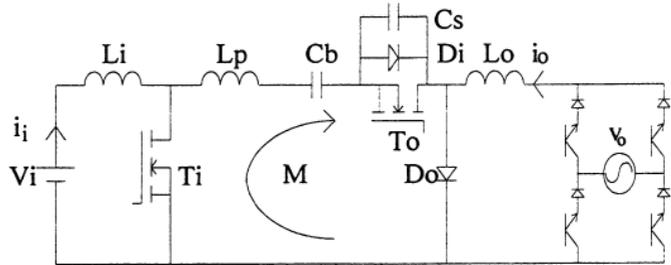


Figura 22. Conversor com indutor parasita L_p

Note que o efeito das indutâncias parasitas, presentes nos ramos onde estão L_i e L_o , é absorvido pelos indutores.

As formas de onda de tensão e corrente no transistor T_i são mostradas na Figura 23. O desligamento sob tensão nula é claro. Devido às indutâncias parasitas, o transistor liga com um atraso no crescimento da corrente reduzindo as perdas nesta comutação. A Figura 24 mostra esta comutação em detalhes.



Figura 23. Chave T_i : a) tensão (100V/div); b) corrente (10A/div). Escala horizontal: 2#s/div

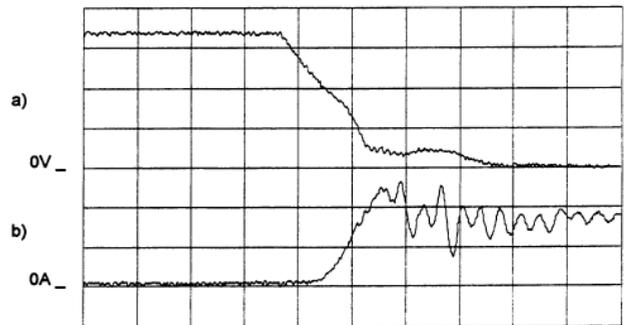


Figura 24. Comutação de T_i : a) tensão (100V/div); b) corrente (10A/div). Escala horizontal: 100ns/div

A Figura 25 mostra as formas de onda de tensão e corrente injetada na rede.

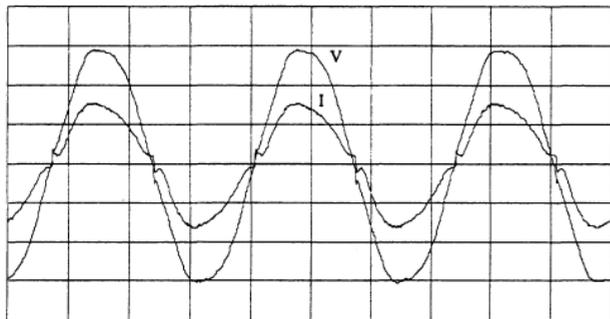


Figura 25. Tensão (50V/div) e corrente injetada na rede (5A/div). Escala horizontal: 5ms/div.

A curva de corrente apresenta uma descontinuidade na transição por zero, causado pelo capacitor de comutação C_S que, para pequenas correntes tem um processo de carga pela corrente i_O muito lento, afetando o ciclo de trabalho efetivo do diodo D_O e distorcendo a forma da corrente. Indicando uma resposta não satisfatória da malha de corrente no cruzamento com zero.

A Figura 26 mostra o espectro da corrente de saída, praticamente constante para toda a faixa de potência. A distorção harmônica total (THD) da corrente de saída é 8,8%. A eficiência medida, para uma potência de entrada de 1kW, foi de 92%. Considerando apenas o conversor com capacitor fluante (sem o inversor de corrente) a eficiência foi de 95%.

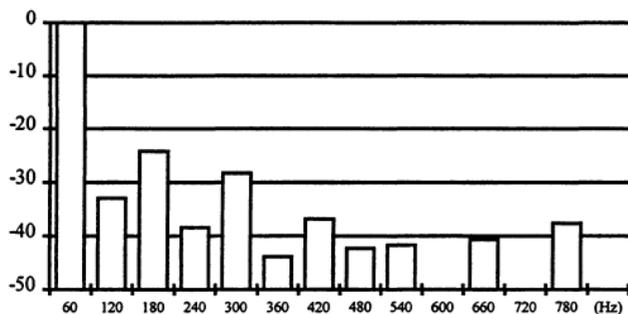


Figure 26. Espectro da corrente de saída (dB)

A fim de avaliar o desempenho do conversor quanto às ações de controle utilizadas, apresentadas na seção V, obteve-se a resposta para a aplicação de um degrau no sinal de referência da corrente de entrada. A Figura 27 mostra a resposta do sistema.

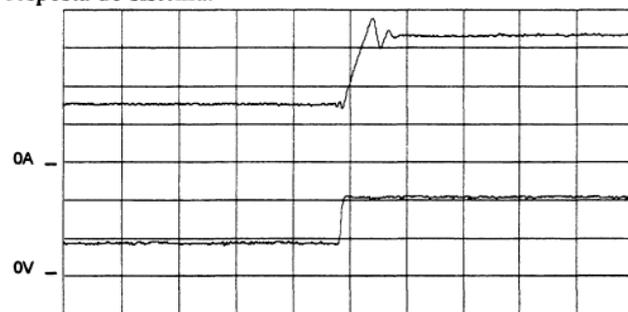


Figura 27. Curva superior: corrente de entrada (2A/div). Curva inferior: sinal de referência (2V/div). Escala horizontal: 1ms/div

A boa estabilidade do sistema é observada no seu comportamento dinâmico mostrado na curva superior, onde a corrente de entrada varia de 3 a 6.6A, com o tempo de acomodação de 1ms. Isto representa um degrau de torque na máquina elétrica sob teste.

VII. CONCLUSÕES

Os conversores Cuk e SEPIC com capacitor fluante são topologias interessantes para serem usadas em situações em que as correntes de entrada e de saída precisam ser controladas independentemente. O controle é facilmente implementado através de circuitos integrados comerciais. Os conversores podem operar com altas frequências de chaveamento e elevada eficiência, devido à comutação suave, do tipo ZVS, dos semicondutores. As comutações são obtidas sem a necessidade de circuitos auxiliares. Elementos parasitas, de um modo geral, são absorvidos pelo circuito e auxiliam na obtenção das comutações suaves.

Na operação como Regenerador de Potência para testes de fontes de energia elétrica, o conversor Cuk com capacitor fluante emula uma carga, drenando eficazmente a corrente necessária e injetando na rede uma corrente com alto fator de potência (0,98) e baixa distorção harmônica (8,8%).

Uma descontinuidade na passagem por zero, na corrente injetada na rede, é provocada pelo capacitor de comutação C_S , e pode causar picos de tensão indesejáveis se na saída do regenerador houver uma reatância indutiva significativa. Se a saída for conectada diretamente à rede, os picos observados são desprezíveis.

O conversor Cuk com capacitor fluante, com as posições de entrada e saída invertidas, em relação à operação como regenerador, é utilizado como fonte de tensão. O conversor pode operar com característica abaixadora ou elevadora de tensão obtendo-se elevado fator de potência. A ponte retificadora é formada por diodos normais (lentos).

A introdução de isolamento em alta frequência é possível, inclusive com múltiplas saídas. Operando no modo de condução descontínua todas as comutações são suaves, mas elevam-se as perdas por condução. Além disso, deve-se limitar as sobretensões produzidas pelas indutâncias de dispersão do transformador.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao Fundo de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP), à CAPES e à Thornton Inpec Eletrônica pelo suporte no desenvolvimento deste trabalho.

REFERÊNCIAS

- [1] L.D. Stevanovic, S. Cuk, "Capacitive Idling Converters with Decoupled Input Voltage and Output Load Regulation Loops", *PESC '93 Conference Record*, Seattle 1993.

- [2] J.M. Bourgeois, "Circuits for Power Factor Correction with Regards to Mains Filtering", *Application Note SGS-Thomson*, Abril 1993.
- [3] I. Barbi, A.F. de Souza, "Curso de Correção de Fator de Potência em Fontes de Alimentação", *INEP*, Florianópolis 1995.
- [4] B. Mammano, L. Dixon, "Choose the Optimum Topology for High Power Factor Supplies", *PCIM*, pp. 8-18, Março 1991.
- [5] J. A. Pomilio, G. Spiazzi, "Soft-Commutated Cuk and SEPIC Converters as Power Factor Preregulators", *Proc. Of IEEE-IECON'94*, Setembro 1994.
- [6] C.A. Canesin, I. Barbi, "A Unity Power Factor Multiple Isolated Outputs Switching Mode Power Supply Using a Single Switch", *Proc. Of IEEE, APEC'91*, pp. 430-436.
- [7] M. Brkovic, S. Cuk, "Input Current Shaper Using Cuk Converter", *Proc. Of INTELEC*, pp. 532-539, 1992.
- [8] D.S.L. Simonetti, J. Sebastian, F.S. dos Reis, J. Uceda, "Design Criteria for SEPIC and Cuk Converters as Power Factor Preregulators in Discontinuous Conduction Mode", *Proc. Of IEEE-IECON'92*, pp. 283-288.
- [9] S. Cuk, R. D. Middlebrook, "A general unified approach to modeling switching dc-to-dc converters in discontinuous conduction mode", *Proc. of IEEE, PESC*, pp. 36-57, 1977.
- [10] E.A. Vendrusculo, J.A. Pomilio, "Regenerative Electronic Load for Power Sources Testing", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Junho 1996.
- [11] G.A. Sullivan, "Power Recycling: Safety and Quality Imperatives", *Power Quality Conference*, Setembro 1992.
- [12] C.A. Ayres, I. Barbi, "Power Recycler for DC Power Supplies Burn-in Test", *3rd Brazilian Power Electronics Conference - COBEP '95*, Dezembro 1995.
- [13] C.A. Canesin, I. Barbi, "Comparison of Experimental Losses Among Six Different Topologies for a 1.6kW Boost Converter, Using IGBT's", *Proc. of PESC '95*, pp. 1265-1271, Junho 1995.
- [14] L. Malesani, L. Rossetto, G. Spiazzi, P. Tenti, I. Toigo, F. Dal Lago, "Single-Switch Three-Phase AC/DC Converter with High Power Factor and Wide Regulation Capability", *Proc. of INTELEC '92*, pp.279-285, Outubro 1992.
- [15] G. Spiazzi, P. Mattavelli, "Design Criteria for Power Factor Preregulators Based on SEPIC and Cuk Converters in Continuous Conduction Mode", *Proc. Of IAS'94*, pp. 1084-1089.

DADOS BIOGRÁFICOS

Edson Adriano Vendrusculo, formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville - SC, em 1993. Obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), Campinas (SP), em 1996. Atualmente, é aluno de Doutorado na UNICAMP. É membro da SBA e do IEEE.

José Antenor Pomilio, formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas, Campinas (SP), em 1983. Obteve os títulos de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela mesma universidade em 1986 e 1991, respectivamente. Entre 1988 e 1991, foi chefe do grupo de Eletrônica de Potência do Laboratório Nacional de Luz Síncrotron. Atualmente, é professor do Departamento de Sistemas e Controle de Energia da UNICAMP. É membro da SOBRAEP, do IEEE e da SBA.